

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-015355

(43)Date of publication of application : 17.01.1995

(51)Int.Cl.

H03M 13/12
G11B 20/18
G11B 20/18
H04L 1/00
H04L 25/03

(21)Application number : 05-180856

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 25.06.1993

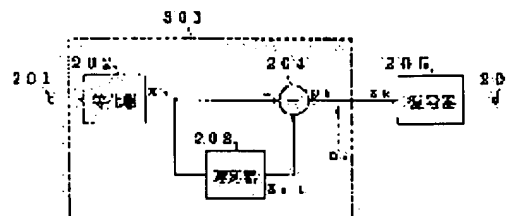
(72)Inventor : OTA JUN
IKETANI AKIRA

(54) EQUALIZATION AND DECODING SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To reduce a decoding error by eliminating a low frequency noise and to realize recording and reproduction with high density.

CONSTITUTION: A recorded code specifying a signal series definitely based on plural states and state transmission between the states is decoded with respect to optical input data series. Thus, an equalization means 301 provided with a characteristic to correct the deteriorated signal component and to attenuate a low frequency component is constituted of an equalizer 202, a delay device 203 and a subtractor 204. This system is provided with a decoder 205 decoding a data series from an output of the equalization means 301 by the Viterbi decoding method. Thus, crosstalk noise is reduced by the equalization means 301 and the S/N is improved. Furthermore, a decoding error rate with respect to the same S/N is reduced by the decoder 205.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-15355

(43) 公開日 平成7年(1995)1月17日

(51) Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 M 13/12		8730-5 J		
G 1 1 B 20/18	5 3 4 A	9074-5D		
	5 7 0 F	9074-5D		
H 0 4 L 1/00		B 9371-5K		
25/03	C	9199-5K		

審査請求 未請求 請求項の数 6 F D (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願平5-180856

(22) 出願日 平成5年(1993)6月25日

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 太田 潤

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 池谷 章

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74) 代理人 弁理士 岡本 宜喜

(54) 【発明の名称】 等化・復号装置

(57) 【要約】

【目的】 低域ノイズを取り除くことにより復号誤りを低減し、さらに高密度の記録再生を実現すること。

【構成】 任意の入力データ系列に対して、複数の状態とこれらの状態間の状態遷移によって信号系列を一意に規定できる記録符号を復号する。このため劣化した信号成分を補正すると共に低周波成分を減衰する特性を備える等化手段301を、等化器202、遅延器203、減算器204より構成する。等化手段301の出力からデータ系列をビタビ復号法により復号する復号器205を設ける。こうすると等化手段301によりクロストークノイズを低減され、S/Nが改善される。また、復号器206により同じS/Nに対する復号の誤り率を低減することができる。

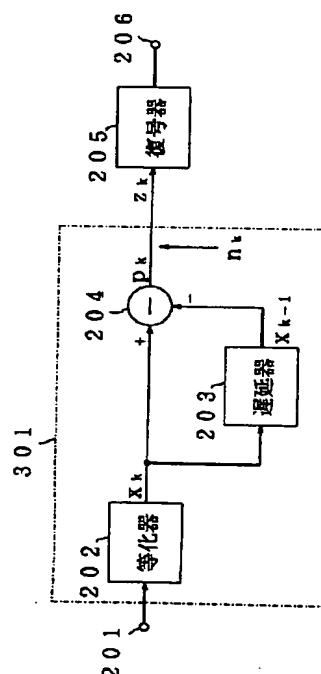


図1 等化手段 301

3

理想的な再生出力系列 $\{x_k\}$ は次の (2) 式で与えられる。

$$x_k = b_k - b_{k-1}$$

ただし、 T_R を 1 ビット周期とすると、添字 k を付した符号は時刻 $(k \cdot T_R)$ でのサンプル値である。

【0005】実際には、磁気記録系での高周波成分の減衰特性のために、再生波形はなまった形となる。こ

$$y_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_{k-i} \cdot h_i + n_k$$

ただし、 n_k は再生時に外部から付加される雑音のサンプル値である。

【0006】(3) 式を周波数成分で書き換えると、次

$$Y(f) = X(f) \cdot H(f) + N'(f) \quad \text{----- (4)}$$

なお、 $X(f)$ 、 $H(f)$ 、 $N'(f)$ および $Y(f)$ はそれぞれ $x(t)$ 、 $h(t)$ 、 $n'(t)$ および $y(t)$ のフーリエ変換により得られる関数である。

【0007】デジタル VTR に求められるような高密度記録では、再生信号の振幅レベルに基づいた復号が必要であり、このためには波形干渉を除去しなければなら

$$Z(f) = X(f) + N'(f) / H(f)$$

$$= X(f) + N(f) \quad \text{----- (5)}$$

ただし、等化雑音 $N(f)$ を (6) 式で表現する。

$$N(f) = N'(f) / H(f) \quad \text{----- (6)}$$

【0008】再生系の周波数特性 $H(f)$ は高周波減衰特性であるから、この逆特性 $1/H(f)$ は当然高周波強調特性になる。従って、(6) 式における等化雑音 $N(f)$ は高域強調特性を示す。記録密度が高くなればなるほど、波形干渉量が大きくなり、等化雑音の高域強調量は強まるので、信号対雑音 (S/N) 比は著しく劣化する。

【0009】この等化雑音を抑制するために、高域の雑音成分を抑制する方法が行われており、この方法をパッシブレスポンス・クラス IV と呼ぶ。図 7 はこの方法による等化・復号装置の構成を示すブロック図である。本図において磁気記録装置の再生信号は入力端 101 に与えられる。等化器 102 は再生信号を入力し、波形干渉の除去を行う回路であり、その出力は遅延器 103 と加算器 104 に与えられる。遅延器 103 は 1 サンプル周期の遅延器であり、その出力は加算器 104 に与え

$$p_k = x_k + x_{k-1}$$

【0012】(7) 式を、遅延演算子 $D = \exp(-j2\pi f T_R)$ を用いて書き換えると、次の (8) 式が得

$$P(D) = (1+D) X(D)$$

そして (8) 式を周波数成分で表わすと、次の (9) 式が得られる。

4

* 【数 2】

----- (2)

※で、符号「0」→「1」の遷移に対する孤立再生波形を $h(t)$ とし、 $h_i = h(i \cdot T_R)$ とすると、実際の受信系列 $\{y_k\}$ は次の (3) 式で表される。

【数 3】

----- (3)

★の (4) 式になる。

【数 4】

☆い。(4) 式から分かるように、再生過程で減衰した高周波成分を補正するため、 $1/H(f)$ の特性を有する波形等化を行うことにより、(5) 式に示す等化出力 $Z(f)$ が得られ、波形干渉が除去できる。

【数 5】

られる。

【0010】加算器 104 は入力信号を加算する回路で、その出力は復号器 105 に与えられる。復号器 105 は記録時に変調された信号を復号する回路であり、その信号は出力端 106 から出力される。ここで等化器 102、遅延器 103、加算器 104 は、復号器 105 に等化出力を与える等化手段を構成している。

【0011】このように構成された従来の等化・復号装置において、入力端 101 に入力された再生信号は、等化器 102 により波形干渉が取り除かれる。時刻 $t = k \cdot T_R$ における等化器 102 の出力を x_k とすると、遅延器 103 の出力は、等化器 102 の時刻 $t = (k-1) \cdot T_R$ における信号を出力し、その値は x_{k-1} となる。従って、時刻 $t = k \cdot T_R$ における加算器 104 の出力を p_k とすると、次の (7) 式が得られる。

【数 7】

----- (7)

られる。

【数 8】

----- (8)

【数 9】

7

【実施例】本項では、まず本発明の等化・復号装置の概要を示した後、第1実施例及び第2実施例を具体的に述べる。図1は、本発明の等化・復号装置の全体構成を示したブロック図である。本図において、磁気記録装置の再生信号は入力端201に与えられる。等化器202は再生信号を入力し、波形干渉を除去する回路であり、その出力は遅延器203と、減算器204の+入力端に与えられる。遅延器203は1サンプリング周期の遅延器であり、その出力は減算器204の-入力端に与えられる。

【0021】減算器204は等化器202の出力から遅延器203の出力を減算する回路で、その出力は復号器

$$P_k = x_k - x_{k-1}$$

【0023】(11)式を、(8)式と同様に遅延演算子 $D = \exp(-j2\pi f T_R)$ を用いて書き換える

$$P(D) = (1-D)X(D)$$

得られた(12)式を周波数成分で表わすと、(13)式が得られる。

$$P(f) = 2 \cdot \sin(\pi f / f_R) \quad \text{----- (13)}$$

ここで f_R はクロック周波数を示し、 $1/T_R$ と一致する。

【0024】従って、図1に示す $|p_k|$ が得られる等

$$E(f) = 2 \cdot \sin(\pi f / f_R) / H(f)$$

【0025】図9の曲線aは、図1の等化器202の出力振幅の周波数特性を表し、曲線bは減算器204の出力振幅の周波数特性を $f_R/2$ まで示したスペクトラムである。(14)式及び図9でわかるように、再生出力系列の低周波成分が大幅に取り除かれ、クロストークノ

$$a = A / \sigma$$

雑音間に相関がないと仮定すると、本発明の等化・復号装置を用いたときの復号誤り率 P_1 は、次の(16)式

$$P_1 = 3 \cdot Q(a)$$

【0027】ちなみに、従来方式であるパーシャルレスポンス・クラスIVを用いた場合の誤り率 P_2 は、次の

$$P_2 = 4 \cdot Q(a / \sqrt{2})$$

ここで(16)、(17)式に用いた誤差補関数 Q は、次の(18)式で定義される。

$$Q(z) = \int_z^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-y^2/2) dy$$

【0028】図10は従来例と本実施例の等化・復号装置を用いた場合の S/N 値と、復号誤り率の関係を示したグラフである。ここで S/N のdB値は次の(19)

8

*205に与えられる。復号器205は記録時に変調された信号を復号する回路であり、その信号は出力端206から出力される。ここで等化器202、遅延器203、減算器204は、復号器205に等化出力を与える等化手段301を構成している。

【0022】このように構成された等化・復号装置において、時刻 $t = k \cdot T_R$ における等化器202の出力を x_k とすると、遅延器203の出力は、等化器202の時刻 $t = (k-1) \cdot T_R$ における出力 x_{k-1} と等しくなる。従って、時刻 $t = k \cdot T_R$ における減算器204の出力を p_k とすると、次の(11)式が得られる。

【数11】

$$\text{----- (11)}$$

※と、(12)式が得られる。

【数12】

$$\text{----- (12)}$$

★【数13】

☆化装置の総合周波数特性 $E(f)$ は、次の(14)式となる。

【数14】

$$\text{----- (14)}$$

◆イズがかなり排除できる。

【0026】孤立再生波形のピーク値を A 、雑音の実効値を σ として、 S/N 値 a を(15)式のように定義する。

【数15】

$$\text{----- (15)}$$

となる。

【数16】

$$\text{----- (16)}$$

(17)式となる。

【数17】

$$\text{----- (17)}$$

【数18】

$$\text{----- (18)}$$

式で定義する。

【数19】

(7)

11

$$m_k(S_0) = \min \{ m_{k-1}(S_0) - \ln p[z_k | S(k-1) = S_0; b_k = 0], \\ m_{k-1}(S_2) - \ln p[z_k | S(k-1) = S_2; b_k = 0] \}$$

$$m_k(S_1) = \min \{ m_{k-1}(S_0) - \ln p[z_k | S(k-1) = S_0; b_k = 1], \\ m_{k-1}(S_2) - \ln p[z_k | S(k-1) = S_2; b_k = 1] \}$$

$$m_k(S_2) = \min \{ m_{k-1}(S_1) - \ln p[z_k | S(k-1) = S_1; b_k = 0], \\ m_{k-1}(S_3) - \ln p[z_k | S(k-1) = S_3; b_k = 0] \}$$

$$m_k(S_3) = \min \{ m_{k-1}(S_1) - \ln p[z_k | S(k-1) = S_1; b_k = 1], \\ m_{k-1}(S_3) - \ln p[z_k | S(k-1) = S_3; b_k = 1] \}$$

12

----- (23)

【0036】ここで、雑音のサンプル値 n_k を、平均値 0、分散 σ^2 のガウス雑音と仮定すると、(21) 式より復号器の入力 z_k は平均値 p_k 、分散 σ^2 のガウス変数となる。従って、例えば、状態 $S(k-1) = S_0$ から $b_k = 1$ を入力することにより、状態 $S(k) = S_1$ に遷移する場合には、尤度関数 p は $p = 1 / \{ (2\pi)^{1/2} \cdot$

$\sigma \} \exp(-n_k^2 / 2\sigma^2)$ と表される。図 11 より $p_k = A$ であるから (21) 式を変形すると $n_k = z_k - A$ となる。この n_k を前述した尤度関数 p に代入すると、次の (24) 式が得られる。

【数 24】

15

$$l_{k00} = 0$$

$$l_{k01} = A/2 - z_k$$

$$l_{k12} = 2 \cdot (A + z_k)$$

$$l_{k13} = A/2 + z_k$$

$$l_{k20} = A/2 - z_k$$

$$l_{k21} = 2 \cdot (A - z_k)$$

$$l_{k32} = A/2 + z_k$$

$$l_{k33} = 0$$

----- (29)

ただし、初期状態として S_0 を選ぶものとし、次の (30) 式が成立する。

* 【数30】

$$m_k'(S_0) = 0, \quad m_k'(S_i) = \infty \quad (i \neq 0)$$

----- (30)

【0039】時刻 $t = k \cdot T_R$ において、状態 S_j ($j=0 \sim 3$) に至るパスのうちで、(25) ~ (28) 式で与えられるメトリック $m_k'(S_j)$ ($j=0 \sim 3$) を持つパスのみが、最尤パスとなる可能性を有するものとして残され、他は捨てられる。このパスが生き残りパスと呼ばれ、時刻 $k \cdot T_R$ の生き残りパスが時刻 $(k-1) \cdot T_R$ において一本化している確率は k とともに大となる。この一本化したパスを最尤パスとして復号する。

【0040】ここで、理論的には、(25) ~ (28) 式によりメトリックを計算できるが、実用的にはメトリックがオーバーフローすることを防ぐために、次のようなオーバーフロー防止策が必要である。即ち (25) ~ (28) 式から分かるように、メトリックの絶対的な大

※きさは重要ではなく、メトリック相互の相対的な大小関係が重要なだけである。つまり、メトリック相互の尤度差を保つことができれば正しい復号が可能である。これは、 $m_{k-1}'(S_0)$ のゼロに対する相対値として $m_{k-1}'(S_i)$ ($i=1 \sim 3$) を表しても、尤度の大小関係は正確に保たれることを示す。従って、(25) ~ (28) 式の計算を終了後、 $m_k'(S_i)$ ($i=0 \sim 3$) から $m_k'(S_0)$ を引き、改めて $m_k'(S_i)$ ($i=0 \sim 3$) とすることにより、上記メトリックのオーバーフローを防止できる。新たに得られる $m_k'(S_0)$ はゼロであるからメトリック計算に関して省略でき、メトリックの計算式は、次の (31) ~ (34) 式が得られる。

30

【数31】

$$m_k'(S_0) = \min \{ 0, m_{k-1}'(S_2) + A/2 - z_k \}$$

----- (31)

【数32】

$$m_k'(S_1) =$$

$$\min \{ A/2 - z_k, m_{k-1}'(S_2) + 2(A - z_k) \}$$

----- (32)

【数33】

19

の内容を1ビット右へシフトし、状態 S_1 に対応する2進値「1」をフィードする。

【0048】スイッチ324は、比較選択器313の切換制御信号に基づき、(33)式において、min関数の左項が選ばれる場合には、シフトレジスタ320にシフトレジスタ319の内容をコピーし、min関数の右項が選ばれる場合には、シフトレジスタ320にシフトレジスタ321の内容をコピーするよう指示する回路である。この後、いずれの場合もシフトレジスタ320の内容を1ビット右へシフトし、状態 S_2 に対応する2進値「0」をフィードする。

【0049】スイッチ325は、比較選択器314の切換制御信号に基づき、(34)式において、min関数の左項が選ばれる場合には、シフトレジスタ321にシフトレジスタ319の内容をコピーし、min関数の右項が選ばれる場合には、シフトレジスタ321の内容をそのまま保持するよう指示する回路である。この後、いずれの場合もシフトレジスタ321の内容を1ビット右へシフトし、状態 S_3 に対応する2進値「1」をフィードする。

【0050】尚、各シフトレジスタ318～321にはバッファを設けておき、このバッファには、更新されたシフトレジスタの内容を常時保持させる。また、シフトレジスタAからシフトレジスタBへコピーする場合には、シフトレジスタAのバッファの内容をシフトレジスタBにコピーするものとする。こうすることで、シフトレジスタ間のコピーをスムーズに行える。

【0051】ここで枝長さ計算器302～305と加算器306～310は、等化手段301の出力と信号系列とから、状態遷移の確からしさを算出する尤度算出手段を構成している。又比較選択器311～314と減算器315～317は、尤度算出手段の出力と一つ前の時点での各状態の各々の確からしさを表すメトリックとから、現時点での新たなメトリックを算出するメトリック算出手段を構成している。又シフトレジスタ318～321とスイッチ322～325は、最も確からしい状態遷移に対応するデータ系列を順次更新保持する生き残りデータ保持手段を構成している。

【0052】以上のように構成された第1実施例の等化・復号化装置において、等化手段301から等化出力 z_k が与えられると、枝長さ計算器302は $0.5 - z_k$ を、枝長さ計算器303は $2 \cdot (1 - z_k)$ を、枝長さ計算器304は $2 \cdot (1 + z_k)$ を、枝長さ計算器305は $0.5 + z_k$ を夫々計算する。この後、加算器306は(31)式のmin関数の右項を、加算器307は(32)式のmin関数の右項を、加算器308は(33)式のmin関数の左項を、加算器309は(33)式のmin関数の右項を、加算器310は(34)式のmin関数の左項を夫々計算する。

【0053】比較選択器311は(31)式の値を演算

20

し、比較選択器312は(32)式の値を演算し、比較選択器313は(33)式の値を演算し、比較選択器314は(34)式の値を演算する。減算器315は比較選択器312の出力から比較選択器311の出力を引き、メトリック $m_{k-1}'(S_1)$ を出力する。同様に減算器316は比較選択器313の出力から比較選択器311の出力を引き、メトリック $m_{k-1}'(S_2)$ を出力する。減算器317は比較選択器314の出力から比較選択器311の出力を引き、メトリック $m_{k-1}'(S_3)$ を出力する。

【0054】以上の信号処理の結果、各シフトレジスタ318～321の長さが十分長ければ、シフトレジスタの最終段付近では生き残りパスは一本化しており、どのシフトレジスタから出力を取り出しても等しい結果が得られる。しかしながら、シフトレジスタ318～321の長さが十分でない場合には、出力するシフトレジスタによってその値が異なる場合がある。このような場合には、最小のメトリックを有する生き残りパスから出力を選ぶのが最も合理的である。

【0055】(31)～(34)式に基づいて計算したメトリックの内、最も確からしい生き残りパスを求め、この生き残りパスを保持しているシフトレジスタから出力を取り出すと、信号が復号される。例えば、メトリックの最小値が $m_k'(S_0)$ である場合は、出力は状態 S_0 に至る生き残りパスを保持しているシフトレジスタ318から取り出せば良い。

【0056】以上のように等化手段301の出力におけるクロストークノイズの影響を大きく除去し、しかも最尤復号系列が得られる等化・復号装置が容易に実現される。ここまで述べてきた第1実施例の等化・復号装置は、(22)式が成り立つような無相関雑音に対してのみ最尤系列を復号できる。しかし有相関雑音に対しては(22)式そのものが成り立たず、最尤系列を復号できない。但し、雑音の相関が比較的小さい場合には、本実施例の等化・復号装置でも準最尤系列を復号できる。この場合、雑音の相関が復号誤り率に及ぼす悪影響は十分小さいので、実用上はほとんど問題ない。

【0057】しかしながら雑音の相関が大きい場合にはこの影響は無視し難く、更に改善の余地がある。そこで、第2実施例として、等化雑音に相関がある場合にも最尤系列を復号できる等化・復号装置について説明する。

【0058】第1実施例の等化・復号装置では、記録符号に関する4個の状態 S_i ($i=0\sim3$)の各々に至る生き残りパスが保持されている。従って、等化手段の出力系列 $\{z_k\}$ とこの生き残りパスにより、各生き残りパスに対する雑音系列 $\{n_{ki}\}$ ($i=0\sim3$)が得られるが、このうち真の雑音系列は唯一つである。真の雑音系列の統計的性質に関しては、事前に知り得る本来の雑音の統計的性質と一致する。

【数 3 6】

$$z_{ki} = z_k - n_{ki}' \quad \text{----- (36)}$$

また、予測雑音 n_{ki}' は、(37) 式で与えられる。 * * 【数 3 7】

$$n_{ki}' = \sum_{m=1}^q (c_m \cdot n_{(k-m)i}) \quad \text{----- (37)}$$

ここに、 $|c_m|$ は予測係数、 q は予測に用いる雑音の個数である。

※ガウス雑音と見なせるから、(35) 式における尤度関数は (24) 式の場合と同様に (38) 式で表される。

【0061】 残留雑音は平均値 0、分散 σ^2 の無相関の ※10 【数 3 8】

$$-1 \ln p [z_{k0} | S(k-1) = S_0 ; b_k = 0]$$

$$= 1 \ln (\sqrt{2\pi\sigma}) + (z_{k0})^2 / 2\sigma^2$$

$$-1 \ln p [z_{k0} | S(k-1) = S_0 ; b_k = 1]$$

$$= 1 \ln (\sqrt{2\pi\sigma}) + (z_{k0} - A)^2 / 2\sigma^2$$

$$-1 \ln p [z_{k1} | S(k-1) = S_1 ; b_k = 0]$$

$$= 1 \ln (\sqrt{2\pi\sigma}) + (z_{k1} + 2A)^2 / 2\sigma^2$$

$$-1 \ln p [z_{k1} | S(k-1) = S_1 ; b_k = 1]$$

$$= 1 \ln (\sqrt{2\pi\sigma}) + (z_{k1} + A)^2 / 2\sigma^2$$

$$-1 \ln p [z_{k2} | S(k-1) = S_2 ; b_k = 0]$$

$$= 1 \ln (\sqrt{2\pi\sigma}) + (z_{k2} - A)^2 / 2\sigma^2$$

$$-1 \ln p [z_{k2} | S(k-1) = S_2 ; b_k = 1]$$

$$= 1 \ln (\sqrt{2\pi\sigma}) + (z_{k2} - 2A)^2 / 2\sigma^2$$

$$-1 \ln p [z_{k3} | S(k-1) = S_3 ; b_k = 0]$$

$$= 1 \ln (\sqrt{2\pi\sigma}) + (z_{k3} + A)^2 / 2\sigma^2$$

$$-1 \ln p [z_{k3} | S(k-1) = S_3 ; b_k = 1]$$

$$= 1 \ln (\sqrt{2\pi\sigma}) + (z_{k3})^2 / 2\sigma^2$$

----- (38)

【0062】 第 1 実施例の場合と同様に、(38) 式の
右辺第 1 項は共通であり、また、右辺第 2 項の $1/2\sigma$

2 も共通因子であるから削除できる。このようにして次
の (39) ~ (42) 式のように正規化されたメトリッ

$$m_k' (S_0) = \min \{ l_{k00}, m_{k-1}' (S_2) + l_{k20} \} \quad \text{----- (44)}$$

【数 4 5】

$$m_k' (S_1) = \min \{ l_{k01}, m_{k-1}' (S_2) + l_{k21} \} \quad \text{----- (45)}$$

【数 4 6】

10

$$m_k' (S_2) = \min \{ m_{k-1}' (S_1) + l_{k12}, m_{k-1}' (S_3) + l_{k32} \} \quad \text{----- (46)}$$

【数 4 7】

$$m_k' (S_3) = \min \{ m_{k-1}' (S_1) + l_{k13}, m_{k-1}' (S_3) + l_{k33} \} \quad \text{----- (47)}$$

【0064】さて第2実施例の等化・復号装置について、図4～図6のブロック図を用いて具体的に説明する。本図において、等化手段301、枝長さ計算器406～413、加算器414～419、比較選択器420～423、減算器424～426、シフトレジスタ427～430、スイッチ431～434が夫々設けられていることは第1実施例と同様であり、それらの回路の機能説明は省略する。第1実施例と異なり、枝長さ計算器403～413の前段に減算器402～405が設けられ、等化装置401の出力端にメモリ435が設けられている。又シフトレジスタ427～430の出力端に雑音抽出予測器436～439が夫々設けられる。

【0065】図4の等化手段301は(14)式の周波数特性を有する等化デジタルフィルタであり、その等化出力 z_k は減算器402～405の+入力端と、メモリ435に与えられる。減算器402は、(36)式で示すように等化手段301の出力から、状態 S_0 に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_{k0}\}$ を用いて雑音抽出予測器436で得られた予測雑音 n_{k0}' を減算する回路である。

【0066】同様に減算器403は、等化手段301の出力から、状態 S_1 に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_{k1}\}$ を用いて雑音抽出予測器437で得られた予測雑音 n_{k1}' を減算する回路である。減算器404は、等化手段301の出力から、状態 S_2 に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_{k2}\}$ を用いて雑音抽出予測器438で得られた予測雑音 n_{k2}' を減算する回路で

ある。減算器405は、等化手段301の出力から、状態 S_3 に至る生き残りパスに対応する雑音系列 $\{n_{k3}\}$ を用いて雑音抽出予測器439で得られた予測雑音 n_{k3}' を減算する回路である。

【0067】枝長さ計算器406～413は(43)式における正規化した枝の長さを計算する回路である。枝長さ計算器406は l_{k00} を、枝長さ計算器407は l_{k01} を、枝長さ計算器408は l_{k12} を、枝長さ計算器409は l_{k13} を、枝長さ計算器410は l_{k20} を、枝長さ計算器411は l_{k21} を、枝長さ計算器412は l_{k32} を、枝長さ計算器414は l_{k33} を夫々計算する回路である。

【0068】加算器414は(46)式のmin関数の左項、加算器415は(47)式のmin関数の左項、加算器416は(44)式のmin関数の右項、加算器417は(45)式のmin関数の右項、加算器418は(46)式のmin関数の右項、加算器419は(47)式のmin関数の右項を夫々演算する回路である。

【0069】図5の比較選択器420は枝長さ計算器406と加算器416の出力を比較し、小さい方を出力すると共に、枝長さ計算器406の出力を選んだ場合は2進値「0」を、加算器416の出力を選んだ場合は2進値「1」を切換制御信号としてスイッチ431に出力する。同様に比較選択器421は枝長さ計算器407と加算器417の出力を比較し、小さい方を出力すると共に、枝長さ計算器407の出力を選んだ場合は2進値「0」を、加算器417の出力を選んだ場合は2進値

31

ことにより、低域周波数成分のクロストーク雑音を抑圧することができる。又尤度算出手段、メトリック算出手段、生き残りデータ保持手段で構成される復号手段を設けたことにより、同じ S/N における復号の誤り率を低減させることができる。従って、記録装置の記録密度を向上できるという効果が得られる。

【0079】又本願の請求項 4～6 の発明によれば、請求項 1～3 の発明の効果に加えて、等化出力保持手段と雑音抽出手段を復号手段に付加したことにより、有関連の雑音を加わった状態でも、ビタビ復号法を用いて信号を復号することができる。又従来よりもクロストークによる S/N の劣化を抑えることができ、従来方式とほとんど同じ回路規模で等化・復号装置が実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 及び第 2 実施例における等化・復号装置の全体構成を示すブロック図である。

【図 2】本発明の第 1 実施例における等化・復号装置の具体的な構成を示すブロック図（その 1）である。

【図 3】本発明の第 1 実施例における等化・復号装置の具体的な構成を示すブロック図（その 2）である。

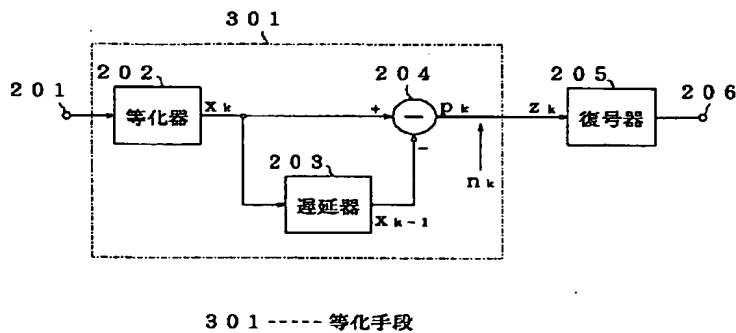
【図 4】本発明の第 2 実施例における等化・復号装置の具体的な構成を示すブロック図（その 1）である。

【図 5】本発明の第 2 実施例における等化・復号装置の具体的な構成を示すブロック図（その 2）である。

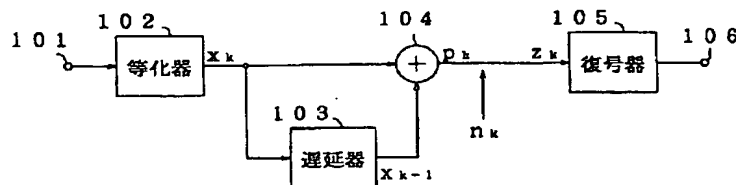
【図 6】本発明の第 2 実施例における等化・復号装置の具体的な構成を示すブロック図（その 3）である。

【図 7】従来例における等化・復号装置の全体構成を示 *

【図 1】



【図 7】



32

*すブロック図である。

【図 8】従来例の等化手段の周波数特性を示す説明図である。

【図 9】本実施例の等化手段の周波数特性を示す説明図である。

【図 10】本実施例と従来例の等化・復号装置を用いた場合における復号信号の誤り率である。

【図 11】本実施例の等化・復号装置における状態遷移図である。

【図 12】本実施例の等化・復号装置におけるトレリス線図である。

【符号の説明】

201 入力端

202 等化器

203 遅延器

204, 315～317, 402～405, 424～4

26 減算器

205 復号器

206 出力端

20 301 等化手段

302～305, 406～413 枝長さ計算器

306～310, 414～419 加算器

311～314, 420～423 比較選択器

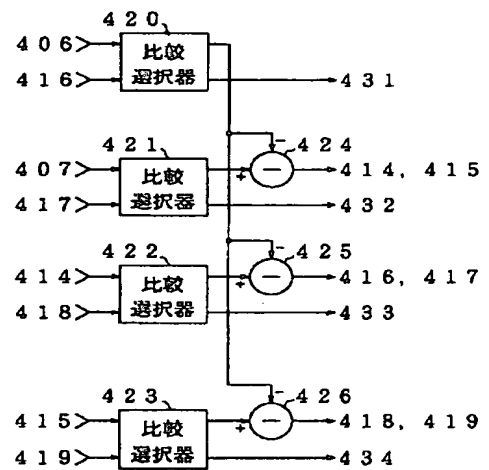
318～321, 427～430 シフトレジスタ

322～325, 431～434 スイッチ

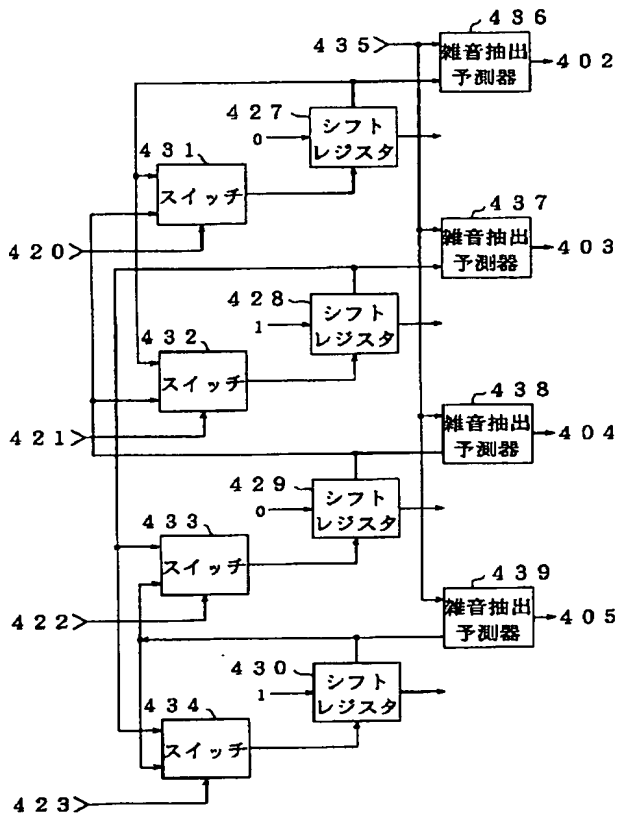
435 メモリ

436～439 雑音抽出予測器

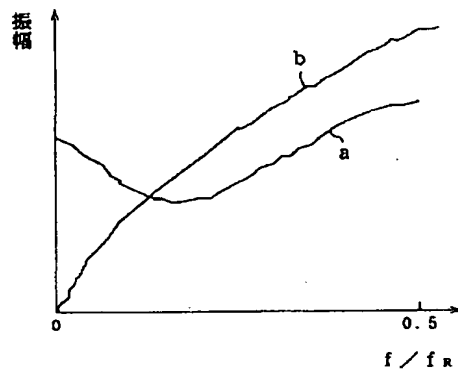
【図 5】



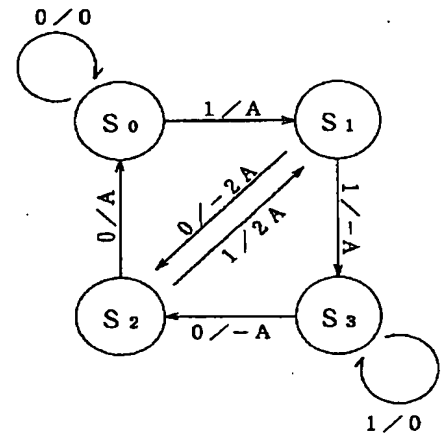
【図 6】



【図 9】



【図 11】



【図 10】

